

文献1.

① 日本国特許庁 (JP) ② 特許出願公開

③ 公開特許公報 (A) 昭62-159925

④ Int.Cl.⁴
H 04 B 3/23

識別記号
厅内整理番号
7323-5K

⑤ 公開 昭和62年(1987)7月15日

審査請求 未請求 発明の数 1 (全6頁)

⑥ 発明の名称 エコー除去装置

⑦ 特 願 昭61-2454
⑧ 出 願 昭61(1986)1月9日

⑨ 発明者 金政晃 東京都港区芝5丁目33番1号 日本電気株式会社内

⑩ 出願人 日本電気株式会社 東京都港区芝5丁目33番1号

⑪ 代理人 弁理士 内原晋

明細書

1. 発明の名称 エコー除去装置

2. 特許請求の範囲

2線／4線式複回路の4端側にて送信回路より受信回路へ流れ込むエコーを除去する際に、送信すべて2種データをAM1符号に変換するためのAM1符号化器と、AM2種データを基準符号化する手段と、該基準符号の現在のビットの値と1ビット前を入力とする論理演算手段と、前記基準符号を受け取る1のエコーレブリカを発生するための第1の遅延フィルタと、前記論理演算手段を受け取る2のエコーレブリカを発生するための第2の遅延フィルタと、前記第1のエコーレブリカと前記第2のエコーレブリカの和を得るための加算器とそれをなくとも具備し、該加算器の出力を用いて、前記エコーを除去するように構成したことを特徴とするエコー除去装置。

3. 発明の詳細を説明

(事業上の利用分野)

本発明は2線及方向ディジタル伝送を実現するためのエコー除去装置に関する。

(技術の概要)

ペア線を用いて2線双方方向ディジタル伝送を実現するための公知の技術としてエコードキャンセラが知られている(アイティーイー・トランザクションズ・オン・アースティックス・スピーチ・アンド・シグナル・プロセッシング(IIEEE TRANSACTIONS ON ACOUSTICS, SPEECH AND SIGNAL PROCESSING)27巻6号、1979年768~781ページ)。エコードキャンセラは、エコーのインペルス応答の長さ分のタップ係数を持つ遅延(アドバティブ)フィルタを用いて送出データ系列に対応した擬似エコー(エコーレブリカ)を生成することにより、2線／4線複回路にて動作する。この時、遅延フィルタの各タップ係数は、エコーと負信号が混在した異在



特開昭62-159925(2)

信号からエコーレアリカを差引いた送信号と送信データとの相違をとることにより逐次修正される。このよう逐次修正の係数修正すなわち、エコーランサセラーカの収束アルゴリズムについては前記参考文献に記載されており、その代表的なものとして、ストキャスティック・イタレーション・アルゴリズム (STOCHASTIC ITERATION ALGORITHM) とサイン・アルゴリズム (SIGN ALGORITHM) が知られている。

エコーランサセラによる 2 電気方向ディジタル伝送では種々の伝送符号の適用が考えられてゐるが、ここではよく知られている AMI (Alternate Mark Inversion) 符号を対象とする。第 3 図は、AMI 符号を用いた場合の從来のエコーランサセラの構成を示したものである。入力端子 1 に送信すべき 2 個データが供給され、AMI 符号器 2 に入力される。AMI 符号器 2 では、入力された 2 個データを AMI 符号の符号間に使い、零レベルあるいは正又は負のペルスを発生し、ハイブリッド (2 線 / 4 線変換回路) 3 に供給すると

(3)

ノルタ 5 の出力に含まれているエコー成分は除去されることになる。

(発明が解決しようとする問題点)

ここで、第 3 図において選択フィルタ 15 はトランステーナル器あるいはメモリ器のフィルタで実現できるが、そのタップ数は、エコーペルス応答の長さによって定まり、50 ~ 60dB のエコーベルスを得るには、タップ数を多く必要とし、ハードウェア規模が大きいという欠點があった。また、AMI 符号器 2 にて発生される正のペルス及び負のペルスは一般に非対称であり残存エコーを所望のレベルに抑止するのが困難となる。これを解決するために、従来は、タップ係数として、正及び負の送信ペルスに対応する 2 段階のメモリを用意しなければならず、ハードウェア規模が大きくなるという欠点があつた。

そこで、本発明の目的はハードウェア規模の小さいエコーディシジョンを提供することにある。

共に、このペルスの発生に対応して 0 あるいは +1 又は -1 の 3 値符号を選択フィルタ 15 に供給する。AMI 符号器 2 で発生された零あるいは正又は負のペルスはハイブリッド 3 を介して伝送路 14 に送出される。一方、受信信号は伝送路 14 及びハイブリッド 3 を介して、低域通過フィルタ 4 に供給される。低域通過フィルタ 4 にて不要な高域成分が除去され後、フィルタ出力は算算器 5 を介して復調器 12 に入力される。復調器 12 は線形等化、タイミング検出、識別などの機能を有しており、受信信号は復調された 2 個データとして出力端子 13 に授与される。ここで、ハイブリッド 3 におけるインピーダンスの不整合により AMI 符号器の出力がエコーとして受信回路に流れ込み低域通過フィルタ 3 に入力される。このエコーは、受信信号を復調する際妨害信号となり問題となる。選択フィルタ 15 及び算算器 5 は受信信号の復調に妨害を与えるエコーを除去するために設けられたものであり、選択フィルタ 15 にて、選択的にエコーレアリカを生成することにより低域通過フ

(4)

(問題点を解決するための手段)

本発明は 2 線 / 4 線変換回路の 4 線側にて送信回路より受信回路へ流れ込むエコーを除去する際に、送信すべき 2 個データを AMI 符号に変換するための AMI 符号化器と第 2 個データを差動符号化する手段と、該差動符号の現在のビットの値と 1 ビット前の入力とする加算演算手段と、前記差動符号を受け第 1 のエコーレアリカを発生するための第 1 の選択フィルタと、前記加算演算の出力とを受け第 2 のエコーレアリカを発生するための第 2 の選択フィルタと、前記第 1 のエコーレアリカと前記第 2 のエコーレアリカの和を得るために加算器とを少なくとも具備し、該加算器の出力を用いて、前記エコーを除去するよう構成したことを特徴とする。

(作用)

本発明のエコーディシジョンは、AMI 符号化によりペルスの送信を行なう前に削除し、この送信ペルスに起因するエコーを次のように 2 個の選択フィ

(5)

-136-

特開昭62-159925(3)

ルタを用いて除去する。第1の適応フィルタは正負パルスの対称区分に起因するエコーを除去する役目を担っており、第2筐データを差動符号化することにより、AMI符号化をダイバ尔斯符号化として等価的みなすし、フィルタを動作させる。また、第2の適応フィルタは、正負パルスの非対称区分に起因するエコーを除去する役目を担っており、前記差動符号の1ビット前の値と、現在の値の差記録との差異値を入力として、フィルタを動作させる。従って、AMI符号化データを入力とし、各タップ係数に対し正及び負のパルスに対応する2相組のメモリを用意する従来の方法に比べて、本発明の第1及び第2の適応フィルタのタップ数は共に小さくすることができますしかも、各タップ係数は1相組のメモリですから、全体のハードウェア構成を縮少することが可能となる。

(実施例)

次に図面を参照して本発明について詳細に説明する。

17a

データを参照して第1図の動作を詳細に説明する。

第2図(a)は、第1図の入力端子1に供給される第2筐データを示す。横軸は時間的でありテクノ周期はT秒とする。前記2筐データを受けAMI符号に変換する第1図のAMI符号器の出力波形を第2図(b)に示す。第2図(b)と(a)を比較すれば明らかに、入力された2筐データが“0”の時は零レベルを、“1”の時は正のパルス又は負のパルスを交互に出力している。次に第2図(c)は、第1図の差動符号化回路16の出力として適応フィルタ3に供給されている差動符号を示す。差動符号化回路16では、第2筐データと、T秒の差動符号とのモジュロ2の演算をモジュロ2演算器17で実行し、差動符号を出力する。従って、モジュロ2演算器17の出力である差動符号は第2図(d)に示すようになる。

ところで、伝送用符号として用いられるダイバ尔斯符号とは、2筐データが“0”的時は零レベルを、“1”的ときは2データ周期に亘って、正

負1回は、本発明の一実施例を示すプロック図である。同前ににおいて、第3回と同一の參照番号を付与された機能ブロックは第3回と同一の機能を有するものとする。第1回と第3回の相違点は、レコードアリカを生成する第3回の適応フィルタ15が、第1回では第1の適応フィルタ9と第2の適応フィルタ10の2個の適応フィルタに置換えられている点にあり、これに伴ってモジュロ2演算器17及びT秒(但しTはデータ周期)の遅延を有する遅延素子18から成る差動符号化回路16差動符号化回路16の出力を受け第2の適応フィルタ10の入力を生成するためのアンド素子19及びインバータ20、±3に適応フィルタ9及び10の出力を加算するための加算器11が付加されている。また差動符号化回路16には、入力端子1から供給される第2筐データが入力される。さらに演算器5の出力信号は復興器12に供給されると同時に適応フィルタ9及び10に帰還され、それぞれの適応フィルタのタップ係数の更新に用いられる。次に、第2回のタイミング・

(8)

す最初のデータ周期には正のパルスを、次のデータ周期には負のパルスを出力する。従って、“1”が連続する場合には、正のパルスと負のパルスが打消し合い零レベルを出力することになる。そこで第2回(b)に示す差動符号を入力とし、ダイバ尔斯符号化を行なった時の出力波形を(c)に示す。第2回(c)において波形と示した部分は、前述の“1”が連続する場合に相当し正のパルスと負のパルスが打消し合い零レベルとなることを示す。第2回(d)及び(e)は全く同一の波形となることがわかる。従って2筐データをAMI符号化した出力波形と、2筐データを差動符号化した差動符号入力し、ダイバ尔斯符号化した出力波形とは、正のパルスと負のパルスが完全に対称であるという条件の下で同一の符号化であると見なすことができる。しかしながら復興の回路では正のパルスと負のパルスが完全に対称となる条件を満足するのは非常に困難であり、特に回路のLSI化を考えると通常より多様度の非対称成分が存在する。この時、正負パルスの非対称成分に起因して残留エコーが増大

(9)

—137—

(10)

特開昭62-159925(4)

し問題となるが、本発明では次のようにこの問題を解決する。正負のパルスが非対称なAMI符号化出力波形を第2図(4)に示す。波形(4)を、正負パルスが対称な成分をもつ波形(6)と正負パルスの非対称成分をもつ波形(5)に分離して考える。第2図では負のパルスが正のパルスに比べてパルスの高さが若干低い例を示している。波形(4)と(5)を加算すれば波形(6)が得られる。そこで、正負パルスが対称の成分をもつ波形(5)に起因するエコーを除去するための適応フィルタと正負パルスの非対称成分をもつ波形(6)に起因するエコーを除去するための別の適応フィルタを用いて、エコーを除去するよう構成した点が本発明の特徴である。第1図における適応フィルタ9が前者の、適応フィルタ10が後者の役目分担している。適応フィルタ9には、モジュロ2演算器子17の出力である差動符号が供給されている。この差動符号は第2図のように“0”又は“1”的2値データであるから適応フィルタ9はパルスの性質を区別することなくフィルタ動作を行なう。また、適応フィ

ルタ10には、アンド電子19の出力が供給されている。アンド電子19には、モジュロ2演算子17の出力である差動符号がインバータ20を介して入力されると共に、該差動符号がT秒(Tはデータ周期)だけ遅延されて入力されており、両者の論理積が出力される。第3図には第1図のアンド電子19の出力データを示したものであり、該未回路に示す正負パルスの非対称成分の有無に対応してあり、非対称成分の存在する時には“1”、存在しない時には“0”となっている。使って、適応フィルタ10はパルスの非対称成分に起因するエコーを除去するように動作することになる。適応フィルタ9及び10の出力は加算器11により加算されるから、加算器11の出力には、正負パルスがたとえ非対称であっても、これに対応したエコーレプリカが得られることになる。

次に、本発明の第1図の適応フィルタ9及び10について、従来例の第3図の適応フィルタ15と比較しながら詳細に説明する。これらの適応フィルタは前述の参考文献に記載されているトラン

(11)

バーサル基板あるいはマイクロチップ上にトランジション・オン・コミュニケーションズ(IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS)29巻11号、1981、1573～1581ページに記載されているメモリ基板を用いて実現することができる。トランジタル基板ではタップ数に係るメモリを有するものに対し、メモリ基板では各タップ出力がRAM(Random Access Memory)のアドレスに入力される。使ってタップ個数をNとすると、前者では基本的にN個のメモリが必要となるのにに対し、後者では 2^N 個のメモリを要する。ここで従来例を示す第3図の適応フィルタ15を考えると選出される正負のパルスが非対称である時トランジタル基板では係數として正のパルスに対応するメモリと、負のパルスに対応する2種類のメモリが必要となり、メモリの容量は2倍即ち 2^N 個必要となる。また、メモリ基板でも正負パルスを区別するために、その容量は2倍即ち 2^N 個必要となる。これに対し本発明の一実施例を示す第1図の適応フィルタ9及び10はトラン

(12)

スバーサル基板で実現されようが、メモリ基板で実現されようが、選出される正負のパルスが非対称であっても共にメモリ容量は2倍にする必要はない。使って、タップ数が同一であり、適応フィルタとして同一の選出対称とすれば第3図の適応フィルタ15のメモリ容量と、第1図の適応フィルタ9と10を合計したメモリ容量とは等しい。ところが、適応フィルタ9及び10の各々のタップ数は第3図の適応フィルタ15に比べて以下の理由で小さい。差動符号を受け動作する第1図の適応フィルタ9は、エコーをダイバルス符号として除去するのに對し、第3図の適応フィルタ15はAMI符号として除去する。ここでダイバルス符号では正のパルスと負のパルスが必ず組合せて選出されるので、エコードのバルス応答の長さがAMI符号に比べて短くなることか明らかである。使って第3図の適応フィルタ15のタップ数に比べて、第1図の適応フィルタ9のタップ数は小さくすむ。また、第1図の適応フィルタ10は、パルスの非対称成分に起因するエコーを除去すればよい

(13)

—138—

(14)

から第2図(6)に示すように、ペルスの非対称成分のレベルは、AMI符号のペルスのレベルに比べて非常に小さいことは明らかである。使ってペルスの非対称成分に起因するエコーの応答の長さは、AMI符号のペルス応答に比べて大幅に短くなる。それ故、第3回の適応フィルタ15のタップ数に比べて第1回の適応フィルタ100タップ数は大幅に小さくなります。以上述べたように2つの理由により第3回に示す適応フィルタ15のメモリ容量に比べて第1回の適応フィルタ9と10を合計したメモリ容量は、小さくなるからハイドウェア規模を従来に比べて縮少することが可能となる。これは、適応フィルタがトランスペーパル型であっても、メモリ量であっても有効である。

なお、本発明の実施例を示す第1回では適応フィルタ9及び10は、アナログ回路で構成されることを想定しているが、もちろん两者をディジタル回路で構成することも可能である。この時、加算器11はディジタル加算器に変換すると共に加算器11と加算器5との間にディジタル・アナ

ログ変換器を、また、計算器5の出力信号を適応フィルタ9及び10に送達する際、ディジタル信号に変換するためのアナログ・ディジタル変換器を付加する必要がある。また別の構成として、低域通過フィルタ4と計算器5との間にアナログ・ディジタル変換器を付加し、適応フィルタ9及び10・加算器11、計算器5及び復調器12すべてディジタル回路に構成することも可能である。

さらに、第1回の実施例では及び第2回のタイミングチャートでは、正のペルスを基準にして正負ペルスの対称成分及び非対称成分を考えていた。即ち、第2回の波形(1)において、正のペルスを基準にして、波形(6)は対称成分を波形(5)は非対称成分を示していた。しかしながら、波形(6)に対し、負のペルスのレベルを基準にして本発明を適用することはもちろん可能であり、この時、波形(6)の正負ペルスのレベルは、波形(1)の負のペルスのレベルに等しくすることになる。また、波形(6)は、波形(1)が正のペルスとなる時間区間のみ波形(6)の正と負のペルスの差のレベルを持つ負のペルスが

(15)

存在することになる。使って波形(6)に対応する波形(6)が“0”から“1”に変化するビットを“1”に他を“0”とする必要がある。この時、第1回において、インパート20は還算素子18とアンド素子19の間に挿入するよう移動すれば良い。

(発明の効果)

以上詳細に述べたように本発明によれば、AMI符号化されたペルスのエコーを除去するための適応フィルタのタップ数が小さくてすむので、ハイドウェア規模を縮少することが可能となる。また本発明によれば、送出ペルスの正負非対称成分に起因するエコーも除去することができる。

4. 図面の簡単な説明

第1回は本発明の一実施例を示すブロック図。第2回は、第1回の実験動作を説明するためのタイミングチャート。第3回は前半例を示すブロック図である。

(16)

図において

1は入力端子、2はAMI符号器、3はハイブリッド、4は低域通過フィルタ、5は計算器、9、10及び15は適応フィルタ、11は加算器、12は復調器、13は出力端子、14はミキサー送端子、16は差動符号化回路、17はモジュロ2計算素子、18は還算素子、19はアンド素子、20はインパートをそれぞれ示す。

代理人 松田 内原



(17)

—139—

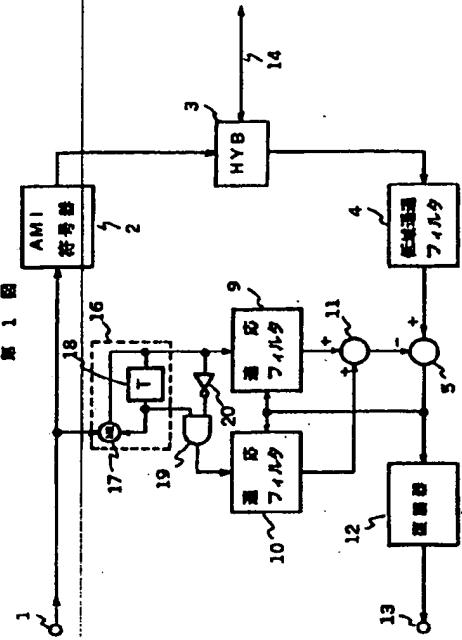
(18)

Best Available Copy

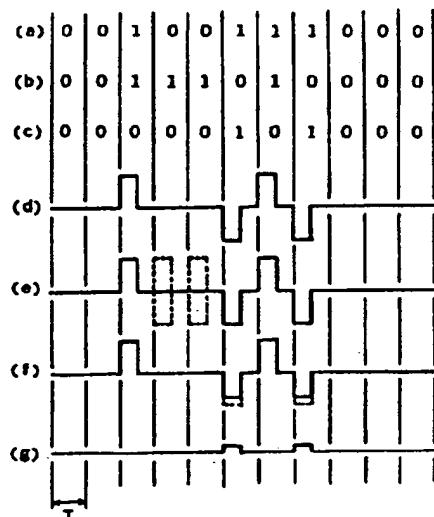
第 2 回

专利号82-159925(8)

四



第 2 四



第3回

